

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-204187

(43)Date of publication of application : 27.07.2001

(51)Int.Cl.

H02P 6/08

(21)Application number : 2000-010343

(71)Applicant : SONY CORP

(22)Date of filing : 17.01.2000

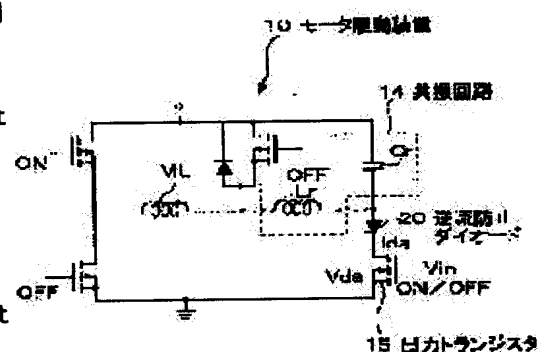
(72)Inventor : SAITO KENICHI

## (54) MOTOR DRIVING DEVICE

## (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a motor driving device that can reduce switching loss and noise.

**SOLUTION:** In a driving control device 10 that has a switching element 15 for switching a driving power supply, and allows a motor M to be subjected to PWM control for driving, a resonance circuit 14 and a control part 12 are provided. The resonance circuit 14 is connected to a motor coil ML in the motor M and a switching element 15, and is composed of a resonance capacitor Cr and a resonance coil Lr connected to the resonance capacitor Cr in parallel. The control part 12 is arranged between the resonance circuit 14 and the switching element 15, and is equipped with a non-return diode for allowing current to flow simply from the side of the resonance circuit 14 to that of the switching element 15, and a function for carrying out switching operation to a time region Tc where a negative resonance voltage or the resonance current is supplied when a resonance voltage or current generated by the resonance circuit 14 is supplied to a non-return diode 20.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-204187

(P2001-204187A)

(43) 公開日 平成13年7月27日 (2001.7.27)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テマコード (参考)

H 0 2 P 6/08

H 0 2 P 6/02

3 7 1 Z 5 H 5 6 0

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願2000-10343 (P2000-10343)

(22) 出願日 平成12年1月17日 (2000.1.17)

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 斉藤 健一

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

(74) 代理人 100096806

弁理士 岡▲崎▼ 信太郎 (外1名)

Fターム (参考) 5H560 BB02 JJ13 RR04 RR10 TT20

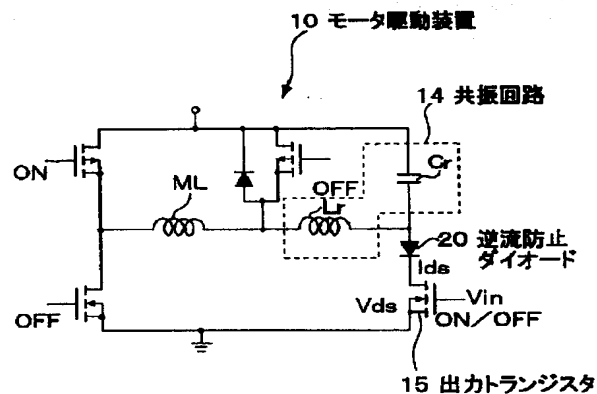
UA05

(54) 【発明の名称】 モータ駆動装置

(57) 【要約】

【課題】 スイッチング損失及びスイッチングノイズを低減することができるモータ駆動装置を提供すること。

【解決手段】 駆動電源をスイッチング制御するスイッチング素子15を有しており、モータMをPWM制御して駆動させる駆動制御装置10において、モータMにおけるモータコイルMLとスイッチング素子15に接続されており、共振コンデンサC<sub>r</sub>と共振コンデンサC<sub>r</sub>と並列に接続された共振コイルL<sub>r</sub>からなる共振回路14と、共振回路14とスイッチング素子15の間に配置されており、共振回路14側からスイッチング素子15側へ向かってのみ電流を流すための逆流防止ダイオードと逆流防止ダイオード20に共振回路14により生じる共振電圧もしくは共振電流が供給される際、負の共振電圧もしくは共振電流の供給される時間領域T<sub>c</sub>にスイッチング動作を行う機能を有する制御部12とを有する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 駆動電源をスイッチング制御するスイッチング素子を有しており、モータをPWM制御して駆動させる駆動制御装置において、前記モータにおけるモータコイルと前記スイッチング素子に接続されており、共振コンデンサと前記共振コンデンサと並列に接続された共振コイルからなる共振回路と、

前記共振回路と前記スイッチング素子の間に配置されており、前記共振回路側から前記スイッチング素子側へ向かってのみ電流を流すための逆流防止ダイオードと、前記逆流防止ダイオードに前記共振回路により生じる共振電圧もしくは共振電流が供給される際、負の前記共振電圧もしくは前記共振電流の供給される時間領域にスイッチング動作を行う機能を有する制御部とを有することと特徴とするモータ駆動装置。

【請求項2】 前記スイッチング素子は、前記共振コンデンサに供給される電流を制御する機能を有する請求項1に記載のモータ駆動装置。

【請求項3】 前記スイッチング素子は、前記共振コイルに供給される電流を制御する機能を有する請求項1に記載のモータ駆動装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、たとえばブラシレスモータを駆動するためのモータ駆動装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】図6は従来のモータ駆動装置の一例を示す回路図であり、図6を参照してモータ駆動装置1について説明する。図6のモータ駆動装置1は、モータMをPWM（パルス幅変調）制御して駆動させるものであって、出力トランジスタ2がON/OFFすることによってモータ駆動が制御されている。出力トランジスタ2はたとえばMOSFETであって、ゲートに所定の周波数からなるスイッチング信号Vinが入力される。このスイッチング信号Vinに基づいて出力トランジスタ2のON/OFFが制御されている。また、モータコイルMLの自己インダクタンスはPWM周波数において十分大きく、スイッチング1周期間にモータ電流は一定とみなせるとする。

【0003】図7は出力トランジスタ2におけるスイッチング信号Vin、トランジスタ電圧Vds及びトランジスタ電流Idsを示す波形図であり、図6と図7を参照してモータ駆動装置1の動作例について説明する。スイッチング信号VinがON状態からOFF状態（high状態からlow状態）になると（図7（A））、ソースドレイン間に印加されるトランジスタ電圧Vdsは、0（V）から一定の電圧Vcまで遷移時間Δtで徐々にあがっていく（図7（B））。一方、ソースドレ

イン間を流れるトランジスタ電流Idsは、モータコイルMLに流れていた電流が転流ダイオード3に転流され、遷移時間Δtで0（A）になる（図7（C））。

【0004】同様に、スイッチング電圧VinがOFF状態からON状態（low状態からhigh状態）になると（図7（A））、トランジスタ電圧Vdsが遷移時間Δtで徐々に下がって0（V）になる（図7（B））。一方、トランジスタ電流Idsも、遷移時間Δtで徐々にあがっていき所定の電流値Icとなる（図7（C））。

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】上述のようにスイッチング動作を行う際、トランジスタ電圧Vds及びトランジスタ電流Idsは、遷移時間Δtだけ必要とする。この遷移時間Δtにおいて、トランジスタ電圧Vds及びトランジスタ電流Idsはともに0（V）もしくは0（A）となっていない。従って、スイッチングをする際に出力トランジスタ2においてΔVds×ΔIdsの時間積分だけ電力損失（スイッチング損失）が発生し熱として放出される。

【0006】ところで、モータMをPWM制御する際には、可聴ノイズを低減するためスイッチング信号Vinの周波数（スイッチング周波数）を可聴周波数帯域よりも十分高く設定することが望ましい。しかし、スイッチング周波数を高く設定してしまうと、上述したスイッチング損失が増加しモータの効率が低下してしまうという問題がある。すなわち、スイッチング周波数が高くなればなるほど、スイッチング動作によるスイッチング損失が発生することとなる。従って、スイッチング周波数は、可聴周波数よりも十分高く設定することができないという問題がある。

【0007】また、モータMのPWM制御において、輻射ノイズ対策としてスルーレートコントロールが行われている。ここで、スルーレートコントロールとは、スイッチング動作する際の立ち上げもしくは起ち下がりをゆっくりすることにより、ノイズの低減をはかるものである。輻射ノイズを低減するためにはスルーレートを小さくすることが望ましい。しかし、スルーレートコントロールが落とされると、スイッチング損失が増大し、モータMの効率が低下してしまうという問題がある。

【0008】そこで本発明は上記課題を解消し、スイッチング損失及びスイッチングノイズを低減することができるモータ駆動装置を提供することを目的としている。

## 【0009】

【課題を解決するための手段】上記目的は、請求項1の発明によれば、駆動電源をスイッチング制御するスイッチング素子を有しており、モータをPWM制御して駆動させる駆動制御装置において、前記モータにおけるモータコイルと前記スイッチング素子に接続されており、共振コンデンサと前記共振コンデンサと並列に接続された

共振コイルからなる共振回路と、前記共振回路と前記スイッチング素子の間に配置されており、前記共振回路側から前記スイッチング素子側へ向かってのみ電流を流すための逆流防止ダイオードと前記逆流防止ダイオードに前記共振回路により生じる共振電圧もしくは共振電流が供給される際、負の前記共振電圧もしくは前記共振電流の供給される時間領域にスイッチング動作を行う機能を有する制御部とを有するモータ駆動装置により、達成される。

【0010】請求項1の構成によれば、スイッチング素子がスイッチング動作した際、モータにおけるモータコイルに蓄えられたエネルギーが共振回路に移され、共振回路により共振が始まる。ここで、電流を共振した場合、共振電流が負になる時間領域において、スイッチング素子を流れる電流は逆流防止ダイオードにより零になる。一方、電圧を共振させた場合、共振電圧が負になる時間領域において、スイッチング素子の電圧は逆流防止ダイオードにより一定に保たれる。

【0011】この時間領域において、制御部によりスイッチング素子がスイッチング動作される。すると、電流を共振した場合、スイッチング素子を流れる電流が零の状態では電圧値が徐々にあがっていく。一方、電圧を共振させた場合、スイッチング動作をしたときにスイッチング素子の電圧は零になるが、スイッチング素子を流れる電流は、共振電流が負から正に変わると流れるようになる。このように、スイッチング素子がスイッチング動作を行う際に、電圧もしくは電流のいずれか一方が零に保つようにすることで、スイッチング損失及びスイッチングノイズの低減が図られることとなる。

【0012】

【発明の実施の形態】以下、本発明の好適な実施の形態を添付図面に基いて詳細に説明する。なお、以下に述べる実施の形態は、本発明の好適な具体例であるから、技術的に好ましい種々の限定が付されているが、本発明の範囲は、以下の説明において特に本発明を限定する旨の記載がない限り、これらの形態に限られるものではない。

【0013】図1は本発明のモータ駆動装置の好ましい実施の形態を示すブロック図であり、図1を参照してモータ駆動装置10について説明する。図1のモータ駆動装置10は、モータ電流監視部11、制御部12、電圧・電流監視部13、共振回路14、スイッチング素子である出力トランジスタ15等から構成されている。モータ駆動装置10はモータMをPWM制御しながら駆動させるものであって、このモータMはたとえばブラシレスモータである。

【0014】モータ電流監視部11は、モータMのモータコイルMLを流れる電流を検出して制御部12に送る機能を有している。電圧・電流監視部13は、出力トランジスタ15におけるトランジスタ電流 $I_{ds}$ 及びト

ンジスタ電圧 $V_{ds}$ を検出して、制御部12に送る機能を有している。制御部12は、モータ電流監視部11及び電圧・電流監視部13から送られる信号に基づいてスイッチング信号 $V_{in}$ を出力トランジスタ15に送るものである。ここで制御部12は、後述するように、所定の時間領域 $T_c$ においてスイッチング動作を行う機能を有している。

【0015】図2は図1のモータ駆動装置10における共振回路14と出力トランジスタ15の周辺部位を示す回路図であり、図2を参照してモータ駆動装置10について説明する。図2のモータ駆動装置10において、モータMのモータコイルMLと出力トランジスタ15が電氣的に接続されている。このモータコイルMLと出力トランジスタ15の間に共振回路14が配置されている。共振回路14は共振コイル $L_r$ と共振コンデンサ $C_r$ から構成されていて、共振コイル $L_r$ と共振コンデンサ $C_r$ は並列に接続されている。たとえば、共振回路14と出力トランジスタ15は直列に接続されていて、出力トランジスタ15は、共振コンデンサ $C_r$ に供給される電流のON/OFFを制御する機能を有している。

【0016】ここで、出力トランジスタ15はMOSFETであって、ゲートには制御部12からスイッチング信号 $V_{in}$ が送られる。スイッチング信号 $V_{in}$ がHigh状態のときにゲートがOFF状態となり、ソース・ドレイン間にトランジスタ電流 $I_{ds}$ が流れ、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ が0(V)になる。一方、スイッチング信号 $V_{in}$ がLow状態のときにゲートがOFF状態となり、ソース・ドレイン間のトランジスタ電圧 $V_{ds}$ が所定の値 $V_c$ になり、トランジスタ電流 $I_{ds}$ が0(A)になる。共振回路14と出力コンデンサ15の間には、逆流防止ダイオード20が挿入されている。この逆流防止ダイオード20は、共振回路14から出力トランジスタ15へのみ電流を流す機能を有している。

【0017】図3は図2におけるスイッチング信号 $V_{in}$ 、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ 及びトランジスタ電流の波形を示す図であり、図1から図3を参照してモータ駆動装置10の動作例について説明する。まず、スイッチング信号 $V_{in}$ がON状態からOFF状態になったときについて言及する(図3(A))。トランジスタ電流 $V_{ds}$ は0(A)に保たれている間、モータコイルML及び共振コイル $L_r$ に蓄えられた電流は共振コンデンサ $C_r$ にすべて送られるため、トランジスタ電流 $I_{ds}$ は0(V)になる。このとき、トランジスタ電流 $I_{ds}$ は0(A)であり、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ も0(V)であるため、スイッチング損失が生じない。

【0018】次に、共振回路14において共振が始まり、共振電圧 $V_a$ は正弦波( $\sin$ カーブ)を描き、図3(B)のトランジスタ電圧 $V_{ds}$ も正弦波を描きながら上昇していく。そして、共振により共振電圧 $V_a$ が正弦波で落ちていくとき、逆流防止ダイオード20により

10

20

30

40

50

トランジスタ電圧 $V_{ds}$ は一定の電圧値 $V_c$ に保たれることとなる。

【0019】共振電圧 $V_a$ が負になっている時間領域 $T_c$ において、図1の制御部12によってスイッチング信号 $V_{in}$ がOFF状態からON状態になるようにする。すると、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ は0(V)になるが、共振電圧 $V_a$ は負になっているため、逆流防止ダイオード20に電流が流れない。このため、出力トランジスタ15に流れるトランジスタ電流 $I_{ds}$ は0(A)に保たれる。このとき、スイッチング信号 $V_{in}$ がOFF状態からON状態になったときのスイッチング損失 $\Delta V_{ds} \times \Delta I_{ds}$ は零になる。

【0020】その後、共振電圧 $V_a$ が負から正に変わると、逆流防止ダイオード20に電流が流れ出す。すると、トランジスタ電流 $I_{ds}$ が上昇して所定の電流値 $I_c$ になる。このとき、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ は0(V)に保たれているため、スイッチング損失 $\Delta V_{ds} \times \Delta I_{ds}$ は零になる。

【0021】このように、電圧を共振させた場合において(電圧共振モード)、スイッチング信号 $V_{in}$ がON状態からOFF状態、もしくはOFF状態からON状態に遷移する際に、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ を常に零に保つことができる(ZVS: Zero Voltage Switching)。これにより、スイッチング損失を低減して、効率よくモータMを駆動することができる。また、スイッチング損失を低減することによって、スイッチング周波数を高く設定することができる。さらに、ZVSを行うことによって輻射ノイズが低減されることはすでに公知となっている。従って、モータのPWM制御に共振を利用することにより、輻射ノイズに敏感なセンサ部などの周辺回路への悪影響をへらすことができる。

【0022】図4は本発明のモータ駆動装置の別の実施の形態を示す回路図であり、図4を参照してモータ駆動装置100について説明する。なお、図4におけるモータ駆動装置100において図1及び図2のモータ駆動装置10と同一の構成を有する部位には、同一の符号を付してその説明を省略する。図4のモータ駆動装置100において、モータMのモータコイルMLと出力トランジスタ15が電氣的に接続されている。このモータコイルMLと出力トランジスタ15の間に共振回路14が配置されている。共振回路14は共振コイル $L_r$ と共振コンデンサ $C_r$ から構成されていて、共振コイル $L_r$ と共振コンデンサ $C_r$ は並列に接続されている。そして、共振回路14と出力トランジスタ15は直列に接続されていて、出力トランジスタ15は共振コイル $L_r$ に供給される電流のON/OFFを制御する機能を有している。また、共振回路14とモータコイルMLの間には、モータM側への電流の逆流を防止するための逆流防止ダイオード16が挿入されている。

【0023】図5は図4のモータ駆動装置10におけるスイッチング信号 $V_{in}$ 、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ 及びトランジスタ電流 $I_{ds}$ の波形を示す図、図5と図6を参照してモータ駆動装置100動作例について説明する。まず、図5(A)に示すように、スイッチング信号 $V_{in}$ がOFF状態からON状態に変わる。すると、図5(C)のトランジスタ電圧 $V_{ds}$ が0(V)になる間、トランジスタ電流 $I_{ds}$ は共振コイル $L_r$ によって0(A)に保たれる。ここで、トランジスタ電流 $I_{ds}$ は0(A)であるとともに、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ も0(V)であるため、スイッチング損失が生じない。

【0024】その後、共振回路14において共振が始まり、逆流防止ダイオード20の共振電流 $I_a$ は正弦波(sinカーブ)で上昇していくとともに、トランジスタ電流 $I_{ds}$ も正弦波を描きながら上昇していく。次に、共振電流 $I_a$ が正から負に変わると、逆流防止ダイオード20により、トランジスタ電流 $I_{ds}$ は0(A)になる。この逆流防止ダイオード20に逆バイアスがかかっている時間領域 $T_{c1}$ の範囲内で、スイッチング信号 $V_{in}$ がON状態からOFF状態に変わるように、制御部12がスイッチング信号 $V_{in}$ を出力トランジスタ15に送る。

【0025】すると、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ は、徐々に上昇していき、ダイオード電流 $I_a$ が負から正に変わるとき、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ は所定の電圧値 $V_c$ になる。ここで、トランジスタ電流 $I_{ds}$ は0(A)に保たれているため、スイッチング損失は生じない。

【0026】このように、電流を共振させた場合において(電流共振モード)、共振回路14と逆流防止ダイオード20を用いて、スイッチング信号 $V_{in}$ がOFF状態からON状態、もしくはON状態からOFF状態になるときに、トランジスタ電流 $I_{ds}$ を常に零に保つことができる(ZCS: Zero Current Switching)。これにより、スイッチング損失を低減して、効率よくモータMを駆動することができる。また、スイッチング損失を低減することによって、スイッチング周波数を高く設定することができる。さらに、ZCSを行うことによって輻射ノイズが低減されることはすでに公知となっている。従って、モータのPWM制御に共振を利用することにより、輻射ノイズに敏感なセンサ部などの周辺回路への悪影響をへらすことができる。

【0027】上記実施の形態によれば、共振を利用してモータMをPWM制御することにより、スイッチング時に生じるスイッチング損失 $\Delta V_{ds} \times \Delta I_{ds}$ を零にすることができ、スイッチング損失を非常に低く抑えることができる。このため、スイッチング周波数を高めた場合でも、スイッチング損失の増加を抑えることができる。一方、スイッチング損失を抑えることによってモータ駆動装置10からの発熱が抑制されるため、許容電力損失の小さなパッケージを利用することができる。ま

た、ZVS、ZCSによりスイッチング回路からの放射ノイズが低減できるため、モータMのPWM制御に共振を利用することにより、放射ノイズに敏感な線差部などの周辺回路への悪影響も減らすことができる。

【0028】本発明の実施の形態は、上記実施の形態に限定されない。たとえば図1及び図4のモータ駆動装置10、100において、いわゆるフルブリッジ駆動回路の一部分のみを示しているが、駆動回路形態及びモータコイル相数はこれに限定されない。

【0029】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、共振回路を用いることによって、スイッチング損失及びスイッチングノイズを低減することができるモータ駆動装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のモータ駆動装置の好ましい実施の形態を示す構成図。

【図2】本発明のモータ駆動装置における共振回路及び出力トランジスタの周辺部位を示す回路図。

【図3】本発明のモータ駆動装置におけるスイッチング\*20

\*信号、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ 及びトランジスタ電流 $I_{ds}$ を示す波形図。

【図4】本発明のモータ駆動装置の別の実施の形態を示す構成図。

【図5】本発明のモータ駆動装置におけるスイッチング信号、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ 及びトランジスタ電流 $I_{ds}$ を示す波形図。

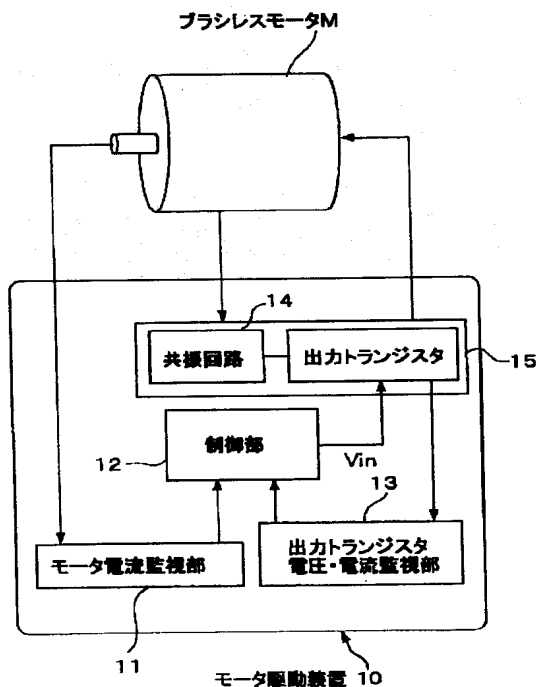
【図6】従来のモータ駆動装置の一例を示す構成図。

【図7】従来のモータ駆動装置におけるスイッチング信号、トランジスタ電圧 $V_{ds}$ 及びトランジスタ電流 $I_{ds}$ を示す波形図。

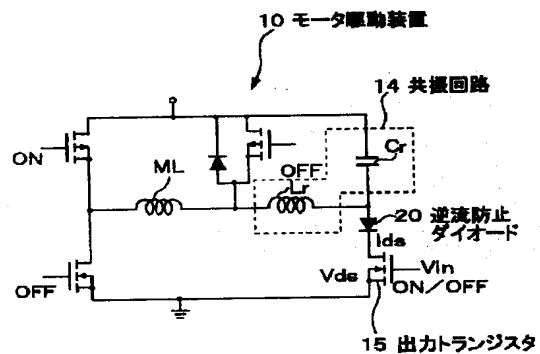
【符号の説明】

10・・・モータ駆動装置、12・・・制御部、14・・・共振回路、15・・・出力トランジスタ（スイッチング素子）、 $C_r$ ・・・共振コンデンサ、 $L_r$ ・・・共振コイル、 $V_{in}$ ・・・スイッチング信号、 $V_{ds}$ ・・・トランジスタ電圧（スイッチング素子の電圧）、 $I_{ds}$ ・・・トランジスタ電流（スイッチング素子に流れる電流）、 $T_c$ 、 $T_{cl}$ ・・・時間領域。

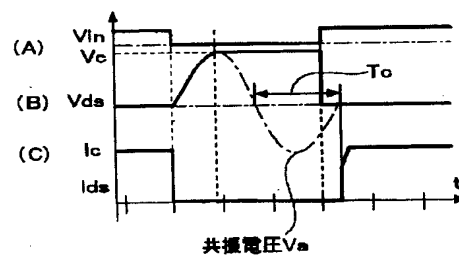
【図1】



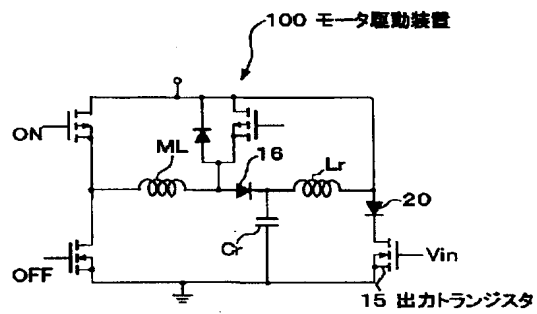
【図2】



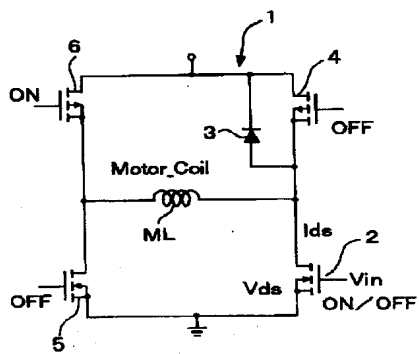
【図3】



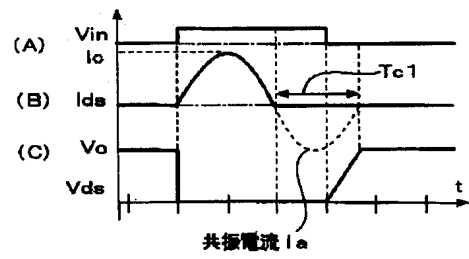
【図4】



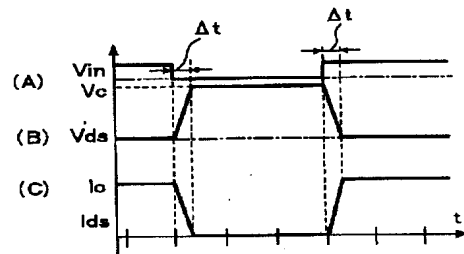
【図6】



【図5】



【図7】



[JP,2001-204187,A]

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

## DETAILED DESCRIPTION

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the motorised equipment for driving a brushless motor.

[0002]

[Description of the Prior Art] Drawing 6 is the circuit diagram showing an example of conventional motorised equipment, and explains motorised equipment 1 with reference to drawing 6 . Carry out PWM (pulse width modulation) control, the motorised equipment 1 of drawing 6 makes Motor M drive, and, therefore, motorised is controlled for the output transistor 2 by carrying out ON/OFF. It is MOSFET and, as for the output transistor 2, the switching signal  $V_{in}$  which becomes the gate from a predetermined frequency is inputted. ON/OFF of the output transistor 2 is controlled based on this switching signal  $V_{in}$ . Moreover, the self-inductance of the motor coil ML presupposes that it is large enough in an PWM frequency, and it can be considered that a motor current is fixed at the 1 round period of switching.

[0003] Drawing 7 is the wave form chart showing switching signal  $V_{in}$  in the output transistor 2, the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$ , and the transistor current  $I_{ds}$ , and explains the example of motorised equipment 1 of operation with reference to drawing 6 and drawing 7 . If a switching signal  $V_{in}$  will be in an OFF condition (from a high condition to a low condition) from ON condition ( drawing 7 (A)), the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  impressed between source-drains goes up [ transition-time  $\Delta t$  ] gradually from 0 (V) to the fixed electrical potential difference  $V_c$  ( drawing 7 (B)). On the other hand, commutation of the current to which the transistor current  $I_{ds}$  which flows between a source-drain was flowing in the motor coil ML is carried out to the commutation diode 3, and it is set to 0 (A) by transition-time  $\Delta t$  ( drawing 7 (C)).

[0004] if similarly the switching electrical potential difference  $V_{in}$  will be in ON condition (from a low condition to a high condition) from an OFF condition ( drawing 7 (A)) -- the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  -- transition-time  $\Delta t$  -- gradually -- Shimo -- \*\*\*\* -- it is set to 0 (V) ( drawing 7 (B)). On the other hand, the transistor current  $I_{ds}$  also goes up [ transition-time  $\Delta t$  ] gradually, and serves as the predetermined current value  $I_c$  ( drawing 7 (C)).

[0005]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] In case switching operation is performed as mentioned above, the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  and the transistor current  $I_{ds}$  need only transition-time  $\Delta t$ . In this transition-time  $\Delta t$ , neither the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  nor the transistor current  $I_{ds}$  is 0 (V) or 0 (A). Therefore, in case it switches, in the output transistor 2, power loss (switching loss) occurs and only the time quadrature of  $\Delta V_{ds} \times \Delta I_{ds}$  is emitted as heat.

[0006] By the way, in case PWM control of the motor M is carried out, in order to reduce an



audible noise, it is desirable to set up the frequency (switching frequency) of a switching signal  $V_{in}$  sufficiently more highly than an audible frequency range. However, when a switching frequency is set up highly, the switching loss mentioned above increases and there is a problem that the effectiveness of a motor will fall. Namely, the more a switching frequency becomes high, the more the switching loss by switching operation will occur. Therefore, a switching frequency has the problem that it cannot set up sufficiently more highly than audio frequency.

[0007] Moreover, in PWM control of Motor M, slew rate control is performed as a cure against a radiation noise. Here, reduction of a noise is aimed at when the bottom of starting at the time of carrying out switching operation of the slew rate control or \*\*\*\* carries out \*\* slowly. In order to reduce a radiation noise, it is desirable to make a slew rate small. However, when slew rate control is dropped, switching loss increases and there is a problem that the effectiveness of Motor M will fall.

[0008] Then, this invention cancels the above-mentioned technical problem, and it aims at offering the motorised equipment which can reduce switching loss and a switching noise.

[0009]

[Means for Solving the Problem] In the drive control unit which the above-mentioned purpose has the switching element which carries out switching control of the drive power source according to invention of claim 1, and PWM control is carried out [ control unit ] and makes a motor drive The resonance circuit which consists of a resonance coil which is connected to the motor coil in said motor, and said switching element, and was connected to said resonant capacitor, resonant capacitor, and juxtaposition, When the resonance voltage or the resonance current produced by said resonance circuit to the antisuckback diode and said antisuckback diode for passing a current only by being arranged between said resonance circuits and said switching elements and going to said switching element side from said resonance circuit side is supplied, It is attained by the motorised equipment which has the control section which has the function to perform switching operation to the time domain to which said negative resonance voltage or said resonance current is supplied.

[0010] According to the configuration of claim 1, when a switching element carries out switching operation, the energy stored in the motor coil in a motor is moved to a resonance circuit, and resonance starts by the resonance circuit. Here, when a current is resonated, in the time domain where the resonance current becomes negative, the current which flows a switching element becomes zero with antisuckback diode. On the other hand, when resonating an electrical potential difference, in the time domain where resonance voltage becomes negative, the electrical potential difference of a switching element is kept constant by antisuckback diode.

[0011] Switching operation of the switching element is carried out by the control section in this time domain. Then, when a current is resonated, the condition of zero goes up [ the flowing current / the electrical-potential-difference value ] the switching element gradually. On the other hand, when resonating an electrical potential difference, and switching operation is carried out, the electrical potential difference of a switching element becomes zero, but the current which flows a switching element will come to flow, if the resonance current just changes from negative. Thus, in case a switching element performs switching operation, reduction of switching loss and a switching noise will be achieved by making it either an electrical potential difference or a current maintain at zero.

[0012]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, the gestalt of suitable operation of this invention is explained to a detail based on an accompanying drawing. In addition, since the gestalt of the

operation described below is the suitable example of this invention, desirable various limitation is attached technically, but especially the range of this invention is not restricted to these gestalten, as long as there is no publication of the purport which limits this invention in the following explanation.

[0013] Drawing 1 is the block diagram showing the gestalt of desirable operation of the motorised equipment of this invention, and explains motorised equipment 10 with reference to drawing 1. The motorised equipment 10 of drawing 1 consists of output transistor 15 grades which are the motor current Monitoring Department 11, a control section 12, the voltage-current Monitoring Department 13, a resonance circuit 14, and a switching element. Motorised equipment 10 is made to drive, carrying out PWM control of the motor M, and this motor M is a brushless motor.

[0014] The motor current Monitoring Department 11 has the function which detects the current which flows the motor coil ML of Motor M, and is sent to a control section 12. The voltage-current Monitoring Department 13 detects the transistor current  $I_{ds}$  and the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  in the output transistor 15, and has the function sent to a control section 12. A control section 12 sends a switching signal  $V_{in}$  to the output transistor 15 based on the signal sent from the motor current Monitoring Department 11 and the voltage-current Monitoring Department 13. The control section 12 has the function to perform switching operation in the predetermined time domain  $T_c$  here so that it may mention later.

[0015] Drawing 2 is the circuit diagram showing the resonance circuit 14 and the circumference part of the output transistor 15 in the motorised equipment 10 of drawing 1, and explains motorised equipment 10 with reference to drawing 2. In the motorised equipment 10 of drawing 2, the output transistor 15 is electrically connected with the motor coil ML of Motor M. The resonance circuit 14 is arranged between this motor coil ML and the output transistor 15. The resonance circuit 14 consists of a resonance coil  $L_r$  and a resonant capacitor  $C_r$ , and the resonance coil  $L_r$  and the resonant capacitor  $C_r$  are connected to juxtaposition. For example, the resonance circuit 14 and the output transistor 15 are connected to the serial, and the output transistor 15 has the function which controls ON/OFF of the current supplied to a resonant capacitor  $C_r$ .

[0016] Here, the output transistor 15 is MOSFET and a switching signal  $V_{in}$  is sent to the gate from a control section 12. When a switching signal  $V_{in}$  is in a High condition, the gate will be in an OFF condition, the transistor current  $I_{ds}$  flows between source-drains and the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  is set to 0 (V). On the other hand, when a switching signal  $V_{in}$  is in a Low condition, the gate will be in an OFF condition, the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  between source-drains becomes the predetermined value  $V_c$ , and the transistor current  $I_{ds}$  is set to 0 (A). The antisuckback diode 20 is inserted between the resonance circuit 14 and the output capacitor 15. This antisuckback diode 20 has the function to pass a current from a resonance circuit 14 only to the output transistor 15.

[0017] Drawing 3 is drawing showing the wave of switching signal  $V_{in}$  in drawing 2, the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$ , and a transistor current, and explains the example of motorised equipment 10 of operation with reference to drawing 3 from drawing 1. First, reference is made about the time of a switching signal  $V_{in}$  changing into an OFF condition from ON condition (drawing 3 (A)). Since the current stored in the motor coil ML and the resonance coil  $L_r$  is altogether sent to a resonant capacitor  $C_r$  while the transistor current  $V_{ds}$  is kept at 0 (A), the transistor current  $I_{ds}$  is set to 0 (V). At this time, the transistor current  $I_{ds}$  is 0 (A), and since the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  is also 0 (V), switching loss does not arise.

[0018] Next, while resonance starts in a resonance circuit 14, resonance voltage  $V_a$  draws a sine wave (sin curve) and the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  of drawing 3 (B) also draws a sine wave, it goes up. And when resonance voltage  $V_a$  falls by the sine wave by resonance, the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  will be maintained at the fixed electrical-potential-difference value  $V_c$  by the antisuckback diode 20.

[0019] It is made for a switching signal  $V_{in}$  to be in ON condition from an OFF condition by the control section 12 of drawing 1 in the time domain  $T_c$  where resonance voltage  $V_a$  is negative. Then, although the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  is set to 0 (V), since resonance voltage  $V_a$  is negative, a current does not flow to the antisuckback diode 20. For this reason, the transistor current  $I_{ds}$  which flows to the output transistor 15 is kept at 0 (A). At this time, switching loss  $\Delta V_{ds} \Delta I_{ds}$  when a switching signal  $V_{in}$  changes into ON condition from an OFF condition becomes zero.

[0020] Then, if resonance voltage  $V_a$  just changes from negative, a current will flow into the antisuckback diode 20. Then, the transistor current  $I_{ds}$  goes up and it becomes the predetermined current value  $I_c$ . Since the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  is kept at 0 (V) at this time, switching loss  $\Delta V_{ds} \Delta I_{ds}$  becomes zero.

[0021] Thus, when resonating an electrical potential difference, in case a switching signal  $V_{in}$  changes in the ON condition from the OFF condition from ON condition, or an OFF condition (electrical-potential-difference resonance mode), the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  can always be maintained at zero (ZVS:Zero Voltage Switching). Thereby, switching loss can be reduced and Motor M can be driven efficiently. Moreover, a switching frequency can be highly set up by reducing switching loss. Furthermore, it is already well-known by performing ZVS that a radiation noise is reduced. therefore, the thing for which resonance is used for PWM control of a motor -- the bad influence to circumference circuits, such as the sensor section sensitive to a radiation noise, -- a knife -- \*\*\*\*\* is made.

[0022] Drawing 4 is the circuit diagram showing the gestalt of another operation of the motorised equipment of this invention, and explains motorised equipment 100 with reference to drawing 4. In addition, the same sign is given to the part which has the same configuration as drawing 1 and the motorised equipment 10 of drawing 2 in the motorised equipment 100 in drawing 4, and the explanation is omitted to it. In the motorised equipment 100 of drawing 4, the output transistor 15 is electrically connected with the motor coil ML of Motor M. The resonance circuit 14 is arranged between this motor coil ML and the output transistor 15. The resonance circuit 14 consists of a resonance coil  $L_r$  and a resonant capacitor  $C_r$ , and the resonance coil  $L_r$  and the resonant capacitor  $C_r$  are connected to juxtaposition. And the resonance circuit 14 and the output transistor 15 are connected to the serial, and the output transistor 15 has the function which controls ON/OFF of the current supplied to the resonance coil  $L_r$ . Moreover, between the resonance circuit 14 and the motor coil ML, the antisuckback diode 16 for preventing the back flow of the current by the side of Motor M is inserted.

[0023] Drawing 5 explains the example of motorised equipment 100 actuation with reference to drawing 4 and drawing 5 which show the wave of switching signal  $V_{in}$  in the motorised equipment 10 of drawing 4, the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$ , and the transistor current  $I_{ds}$ , and drawing 6. First, as shown in drawing 5 (A), a switching signal  $V_{in}$  changes to ON condition from an OFF condition. Then, while the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  of drawing 5 (C) is set to 0 (V), the transistor current  $I_{ds}$  is kept at 0 (A) with the resonance coil  $L_r$ . Here, since the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  is also 0 (V) while being 0 (A), switching loss does not produce the transistor current  $I_{ds}$ .

[0024] Then, resonance starts in a resonance circuit 14, and the resonance current  $I_a$  of the antisuckback diode 20 goes up, while going up by the sine wave (sin curve), and the transistor current  $I_{ds}$  also draws a sine wave. Next, if the resonance current  $I_a$  changes to negative from forward, the transistor current  $I_{ds}$  will be set to 0 (A) with the antisuckback diode 20. Within the limits of the time domain  $T_c$  1 which has required the reverse bias for this antisuckback diode 20, a control section 12 sends a switching signal  $V_{in}$  to the output transistor 15 so that a switching signal  $V_{in}$  may change to an OFF condition from ON condition.

[0025] Then, when the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  rises gradually and the diode current  $I_a$  just changes from negative, the transistor electrical potential difference  $V_{ds}$  becomes the predetermined electrical-potential-difference value  $V_c$ . Here, since it is kept at 0 (A), the transistor current  $I_{ds}$  does not produce switching loss.

[0026] Thus, when resonating a current and a switching signal  $V_{in}$  will be in an OFF condition from ON condition from an OFF condition, or ON condition using a resonance circuit 14 and the antisuckback diode 20 (current resonance mode), the transistor current  $I_{ds}$  can always be maintained at zero (ZCS:Zero Current Switching). Thereby, switching loss can be reduced and Motor M can be driven efficiently. Moreover, a switching frequency can be highly set up by reducing switching loss. Furthermore, it is already well-known by performing ZCS that a radiation noise is reduced. therefore, the thing for which resonance is used for PWM control of a motor -- the bad influence to circumference circuits, such as the sensor section sensitive to a radiation noise, -- a knife -- \*\*\*\*\* is made.

[0027] According to the gestalt of the above-mentioned implementation, switching loss  $\Delta V_{ds} \Delta I_{ds}$  which produces Motor M by carrying out PWM control at the time of switching can be made into zero using resonance, and switching loss can be suppressed very low. For this reason, even when a switching frequency is raised, the increment in switching loss can be suppressed. On the other hand, since generation of heat from motorised equipment 10 is controlled by suppressing switching loss, the small package of permissible power loss can be used. Moreover, since the radiation noise from a switching circuit can be reduced by ZVS and ZCS, the bad influence to circumference circuits, such as sensitive \*\*\*\*\*, can also be reduced in a radiation noise by using resonance for PWM control of Motor M.

[0028] The gestalt of operation of this invention is not limited to the gestalt of the above-mentioned implementation. For example, in drawing 1 and the motorised equipment 10,100 of drawing 4 , although a part of so-called full bridge drive circuit is shown, a drive circuit gestalt and a motor coil source resultant pulse number are not limited to this.

[0029]

[Effect of the Invention] As explained above, according to this invention, the motorised equipment which can reduce switching loss and a switching noise can be offered by using a resonance circuit.

---

## CLAIMS

---

[Claim(s)]

[Claim 1] In the drive control unit which it has the switching element which carries out switching control of the drive power source, and PWM control is carried out [ control unit ] and makes a motor drive The resonance circuit which consists of a resonance coil which is connected to the motor coil in said motor, and said switching element, and was connected to said resonant capacitor, resonant capacitor, and juxtaposition, The antisuckback diode for passing a current,

only by being arranged between said resonance circuits and said switching elements and going to said switching element side from said resonance circuit side, Motorised equipment by which it is having [ in case the resonance voltage or the resonance current produced by said resonance circuit to said antisuckback diode is supplied ]-control section which has function to perform switching operation to time domain to which said negative resonance voltage or said resonance current is supplied characterized.

[Claim 2] Said switching element is motorised equipment according to claim 1 which has the function which controls the current supplied to said resonant capacitor.

[Claim 3] Said switching element is motorised equipment according to claim 1 which has the function which controls the current supplied to said resonance coil.